

Acoplador Híbrido de Banda Ancha y Banda Q en Tecnología de Guía de Onda Integrada en Sustrato

Juan L. Cano⁽¹⁾, Ana R. Pérez⁽¹⁾, Ángel Mediavilla⁽¹⁾, Eduardo Artal⁽¹⁾

juanluis.cano@unican.es, perezar@unican.es, angel.medivilla@unican.es, artale@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Edif. Ing. Telecomunicación, Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander.

Abstract- This paper presents the design and characterization of a 3-dB hybrid coupler designed in substrate integrated waveguide (SIW) technology covering the 35 – 47 GHz bandwidth with excellent performance in terms of phase error and amplitude imbalance, which makes this circuit suitable for broadband applications such as polarimetry in radioastronomy. The measured results, supported by realistic simulations, show an input matching better than 20 dB, transmission and coupling losses around 4 dB, and isolation better than 15 dB. The mean value of the phase difference between coupler outputs is 90.1° and the mean value of the amplitude imbalance between them is 0.1 dB in the band of interest.

I. INTRODUCCIÓN

La tecnología en guía de onda ha sido hasta ahora la opción preferida en aquellas aplicaciones pasivas que demandan grandes anchos de banda con factores de calidad elevados. Sin embargo, cuando el número de elementos a fabricar es alto o cuando la frecuencia de trabajo es elevada, de varias decenas de gigahercios (GHz), los costes de trabajar en guía de onda pueden ser muy significativos, debido principalmente a la maquinaria específica y los altos niveles de precisión que se necesitan en su fabricación para cumplir las especificaciones eléctricas.

En el año 2001 se empezó a desarrollar una nueva tecnología, apuntada unos años antes, que conjuga algunas de las ventajas de la guía de onda, como son los altos factores de calidad y las bajas pérdidas, con las ventajas de la tecnología planar, como son el coste reducido, la facilidad de implementación, y la ligereza de las estructuras [1]-[4]. Esta nueva tecnología es la guía integrada en sustrato (SIW, del inglés *substrate integrated waveguide*), la cual consiste en la realización de estructuras en guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico mediante la fabricación de agujeros o postes metálicos cumpliendo una serie de restricciones de diseño. Estos postes, junto con los planos superior e inferior metálicos del sustrato, permiten confinar el campo eléctrico dentro de dicho sustrato de forma similar a como lo hacen las guías de onda rectangulares tradicionales.

Desde sus inicios, la tecnología SIW ha permitido desarrollar todo tipo de circuitos, tales como acopladores, desfases, filtros, divisores, transiciones, etc., así como combinaciones de estos que permiten desarrollar sistemas completos. Dentro de los acopladores, se pueden encontrar publicaciones de varias versiones cumpliendo diferentes

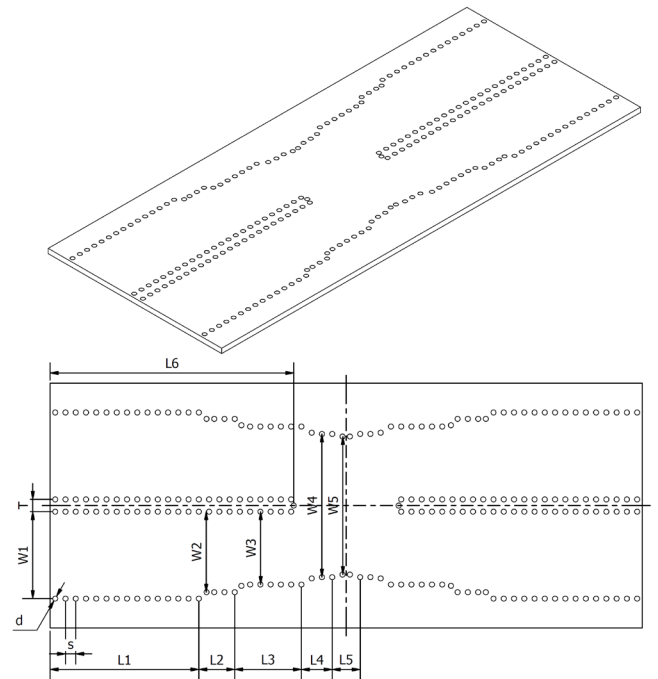


Fig. 1. Acoplador híbrido diseñado en tecnología SIW.

requerimientos eléctricos. Así, en [5] se muestra un acoplador híbrido 3 dB, como parte de una red de seis puertas en banda Ku, el cual se diseña para tener adaptaciones de 20 dB en la banda 22 – 26 GHz (17%). En [6] se presentan resultados medidos de un acoplador híbrido 3 dB que cubre la banda 8.5 – 12 GHz (34%) con adaptaciones mejores de 15 dB, pérdidas de transmisión en torno a 4 dB y un desfase entre salidas de $92^\circ \pm 3.5^\circ$. En [7] se muestran ejemplos de acopladores de 3 dB, 6 dB y 10 dB en la banda 24 – 27 GHz (12%) con adaptaciones, en general, mejores de 15 dB y bajas pérdidas de transmisión. Resultados similares se obtienen en [8] donde se presenta una variación de la SIW que permite reducir su anchura a la mitad.

En este trabajo se presenta un acoplador híbrido 3 dB fabricado en tecnología SIW (ver Fig. 1), el cual se pretende que forme parte de una futura red de seis puertos, similar a la presentada en [5], que cubra la banda 35 – 47 GHz (30%), y que cumpla los exigentes requisitos eléctricos para ser utilizado en aplicaciones de polarimetría en radio astronomía.

Por tanto, además del gran ancho de banda, el acoplador debe presentar bajas pérdidas de transmisión, alto aislamiento y mínimos errores de fase y desequilibrio de amplitudes entre sus salidas, ya que esto influye notablemente en la calidad del receptor como polarímetro.

II. DISEÑO

El proceso de diseño que se ha seguido consta de varios pasos los cuales se resumen de la siguiente forma: primero se ha diseñado el acoplador híbrido en tecnología de guía de onda tradicional (WR-22) cumpliendo las especificaciones eléctricas requeridas; posteriormente se han transformado las dimensiones obtenidas teniendo en cuenta el sustrato utilizado; a continuación se han sustituido las paredes metálicas ideales por agujeros metalizados cumpliendo las ecuaciones de diseño en SIW; finalmente se ha diseñado una transición SIW a microstrip necesaria para poder caracterizar el circuito.

A. Diseño del Acoplador Híbrido

Inicialmente se diseña un acoplador híbrido 3 dB en plano H [9], en guía de onda WR-22 ($a = 5.7$ mm, $b = 2.85$ mm) con las siguientes especificaciones: banda de trabajo de 35 a 47 GHz (30%), adaptaciones y aislamientos en torno a 25 dB, pérdidas de transmisión de $3 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$, y diferencia de fase entre salidas de $90^\circ \pm 1^\circ$.

Las dimensiones obtenidas en el paso anterior son convenientemente escaladas teniendo en cuenta el sustrato sobre el cual se va a fabricar el acoplador en tecnología SIW. Concretamente se utiliza el sustrato RO3003™ de Rogers Corporation con las siguientes características: $\epsilon_r = 3$, altura $h = 0.254$ mm y espesor de metalización $t = 17 \mu\text{m}$. El valor dado por el fabricante para la tangente de pérdidas es $\tan \delta = 0.0017$ a 50 GHz [10]. Por tanto, todas las dimensiones del acoplador son divididas por la raíz cuadrada de ϵ_r , excepto la altura de la guía rellena de dieléctrico que ahora es h .

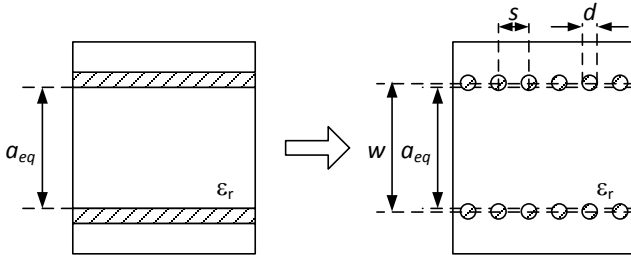


Fig. 2. Transformación entre guía ideal y SIW con sus parámetros principales.

Tras el diseño en guía ideal rellena de dieléctrico, se sustituyen las paredes metálicas de la misma por postes metálicos (ver Fig. 2). El diámetro de dichos postes así como su separación deben de cumplir una serie de restricciones para que su comportamiento sea equivalente al de la pared metálica. Estas restricciones se pueden encontrar en numerosas publicaciones, por ejemplo [3]. Atendiendo a las mismas, se ha elegido un diámetro de agujero $d = 0.2$ mm y una separación entre agujeros $s = 2d = 0.4$ mm. Finalmente se calcula la anchura de la guía equivalente en la SIW, w , cuyo valor es ligeramente superior a a_{eq} , anchura de la guía rectangular rellena de dieléctrico. Este cálculo se lleva a cabo mediante las ecuaciones (1) – (4) [6].

$$\frac{a_{eq}}{w} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \quad (1)$$

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{w}{s} - 1.0684} \quad (2)$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{w}{s} - 1.2010} \quad (3)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{w}{s} + 0.2152} \quad (4)$$

El cálculo se repite para cada una de las anchuras w_i de la Fig. 1. Las dimensiones finales del acoplador híbrido de la Fig. 1 se muestran en la Tabla 1, mientras que los resultados de simulación obtenidos con la herramienta CST Microwave Studio® [11] se presentan en la Fig. 3.

| d | s | T | w_1 | w_2 | w_3 | w_4 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 0.2 | 0.4 | 0.48 | 3.4 | 3.15 | 2.85 | 5.6 |
| w_5 | L_1 | L_2 | L_3 | L_4 | L_5 | L_6 |
| 5.4 | 5.8 | 1.4 | 2.6 | 1.2 | 1.09 | 9.5 |

Tabla 1. Dimensiones finales del acoplador híbrido diseñado mostrado en la Fig. 1. Unidades en mm.

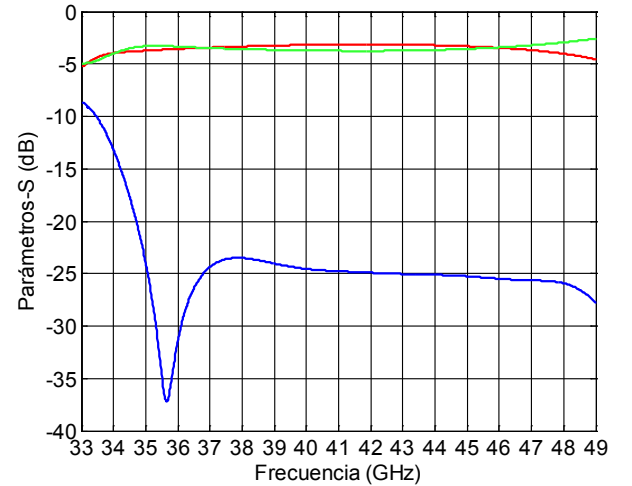


Fig. 3. Parámetros de Scattering simulados del acoplador híbrido diseñado. Adaptación (azul), transmisión (rojo) y acoplamiento (verde). El aislamiento (no mostrado) es igual a la adaptación.

Los resultados obtenidos en la simulación son plenamente satisfactorios. La adaptación está en torno a 25 dB, al igual que el aislamiento ya que el simulador presenta cargas ideales en los cuatro puertos. Las pérdidas de transmisión y acoplamiento son de $3.45 \text{ dB} \pm 0.3 \text{ dB}$, y la diferencia de fase entre las salidas es de $\Delta\phi = 90.1^\circ \pm 0.5^\circ$ en la banda de diseño.

B. Diseño de la Transición SIW a microstrip

La caracterización del circuito se va a llevar a cabo en una estación de sondas coplanares. Para ello, se utilizarán unas transiciones comerciales de Jmicro Technology [12] de línea coplanar a línea microstrip, y por tanto es necesario diseñar una transición de línea microstrip a SIW.

La transición utilizada es de tipo *taper* ya que es bastante sencilla de diseñar y fabricar y proporciona buenos resultados eléctricos [1], [13], [14]. La Fig. 4 muestra un dibujo de la transición con sus parámetros básicos de diseño.

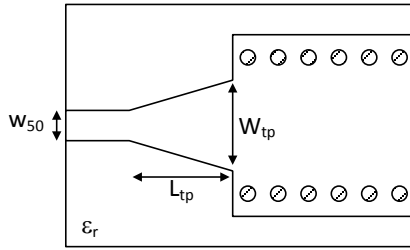


Fig. 4. Dibujo de la transición microstrip a SIW tipo *taper*.

Se calculan los parámetros que definen el *taper* para adaptar la línea microstrip de 50Ω a la impedancia de entrada de la guía SIW. Los parámetros obtenidos son $L_{tp} = 3.56 \text{ mm}$ y $W_{tp} = 1.21 \text{ mm}$ para un valor de $w_{50} = 0.635 \text{ mm}$. Con estos valores, la simulación de la transición proporciona una adaptación mejor de 25 dB en toda la banda de interés.

C. Simulación Completa del Acoplador Híbrido

El acoplador híbrido, junto con las transiciones a línea microstrip y las líneas de acceso, se introduce en el simulador con el objetivo de obtener una respuesta global de todos los elementos que luego pueda ser comparada con la medida del circuito fabricado. Para que esta comparación sea lo más precisa posible, se han incluido en la simulación las líneas de acceso implementadas en la fabricación que permiten caracterizar el circuito en la estación de sondas coplanares. Dado que la estación disponible tiene cuatro accesos separados 90° y sus desplazamientos son limitados, las líneas de acceso han de incluir codos y largas longitudes en línea microstrip, tal y como puede apreciarse en la fotografía del circuito medido en la Fig. 6. Los resultados de la simulación del circuito completo se muestran en la Fig. 5.

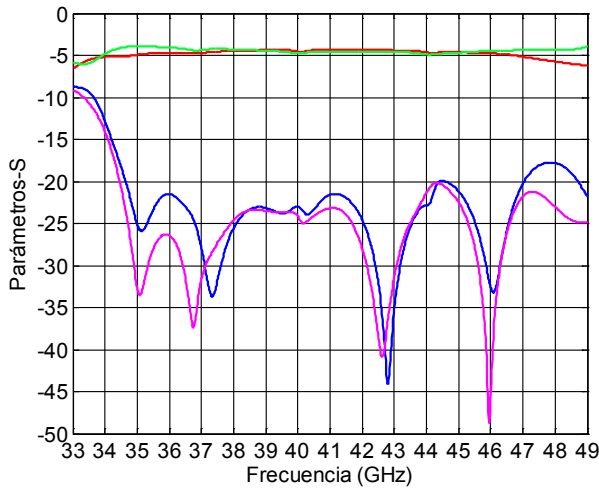


Fig. 5. Resultados simulados del acoplador híbrido diseñado incluidas las transiciones y líneas microstrip de acceso. Adaptación (azul), transmisión (rojo), acoplamiento (verde), y aislamiento (rosa).

Como se puede apreciar en la Fig. 5, los resultados simulados siguen siendo buenos. La adaptación se ha deteriorado ligeramente por el efecto de los accesos en línea microstrip e igualmente las pérdidas de transmisión y acoplamiento se han incrementado en 1 dB debido a la contribución de estos accesos. Los resultados obtenidos en simulación de desequilibrio de amplitud y diferencia de fase entre las salidas se presentan en la siguiente sección junto con los obtenidos en la medida del circuito para una mejor comparación.

III. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

Para la fabricación del circuito, los agujeros se han realizado con una máquina de *drilling* utilizando una broca de diámetro 0.2 mm y después se han metalizado por medio de un baño electrolítico. Posteriormente, el circuito se ha realizado por medio de foto-grabado químico y finalmente se ha pegado, utilizando una pasta conductora, en una chapa metálica para proporcionar rigidez a la estructura. Por último, se ha pegado una transición de línea coplanar a línea microstrip de Jmicro Technology en cada acceso. El resultado del montaje se presenta en la Fig. 6.

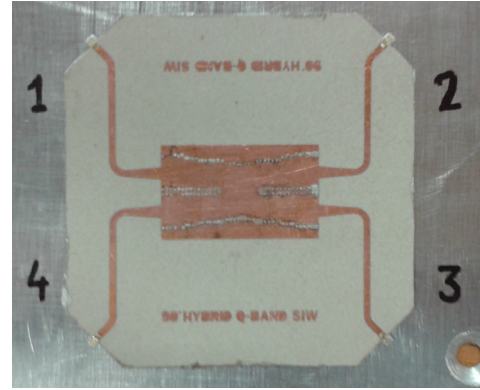


Fig. 6. Fotografía del circuito diseñado y medido. Dimensiones $35 \times 35 \text{ mm}^2$.

La medida del circuito se lleva a cabo en la estación de sondas, para lo cual previamente se calibra el sistema de medida utilizando un sustrato de calibración que permite eliminar el efecto de las transiciones de Jmicro, pero no así el efecto de los hilos de *bonding* que conectan éstas al circuito.

Dado que el analizador de redes utilizado sólo tiene dos puertos, durante el proceso de medida los restantes puertos son cargados con cargas de 50Ω . De esta forma son necesarias varias medidas para la caracterización total del circuito. Los resultados obtenidos en la caracterización experimental del circuito se muestran en las Figs. 7-9.

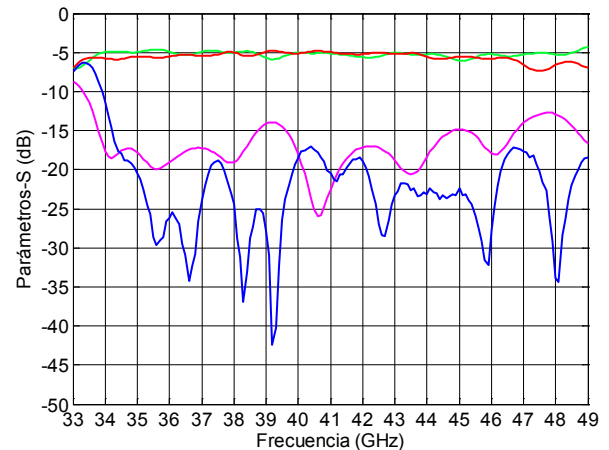


Fig. 7. Parámetros de Scattering medidos del acoplador híbrido incluidos los accesos. Adaptación (azul), transmisión (rojo), acoplamiento (verde), y aislamiento (rosa).

Los resultados obtenidos en las medidas están en consonancia con las simulaciones. Las pérdidas totales en transmisión (S_{21}) y acoplamiento (S_{31}) están en torno a 5.5 dB lo cual concuerda bastante bien con la simulación si se tiene en cuenta que el proceso de metalizado de los agujeros por baño electrolítico ha aumentado el espesor y rugosidad del

conductor en el sustrato. El aumento de la rugosidad en la metalización en la línea microstrip afecta muy significativamente a las pérdidas por conducción a frecuencias tan altas. Si se descuenta el efecto de los accesos en línea microstrip, las pérdidas del acoplador solo están en torno a 4 dB. En cuanto a la adaptación (S_{11}), por lo general es mejor de 20 dB y hay que tener en cuenta que la medida incluye el efecto de los hilos de *bonding* utilizados en los puertos del circuito, ya que no han sido eliminados en el proceso de calibración. Por tanto, es de esperar que la adaptación del acoplador solo, sin hilos de bonding y sin accesos en línea microstrip, sea mejor de los 20 dB medidos con esos elementos. El parámetro que más se diferencia de la simulación es el aislamiento (S_{41}), que alcanza únicamente los 15 dB. Este parámetro se ve muy afectado si las impedancias que ve el circuito en los puertos cargados (puertos 2 y 3 en la Fig. 6) no son idénticas, por lo tanto se puede intuir que las cargas utilizadas durante el proceso de medida no eran óptimas y el aislamiento real del circuito se aproxima al valor de la adaptación.

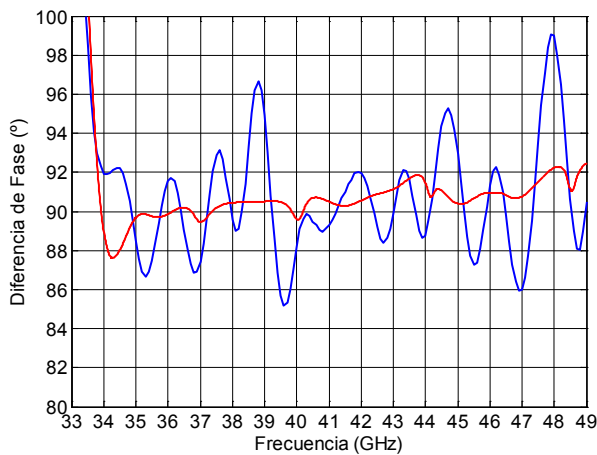


Fig. 8. Diferencia de fase entre salidas. Simulación (rojo) y medida (azul).

En cuanto a la diferencia de fase entre las salidas, se ha obtenido un muy buen resultado con un valor medio en la banda de interés de 90.1°.

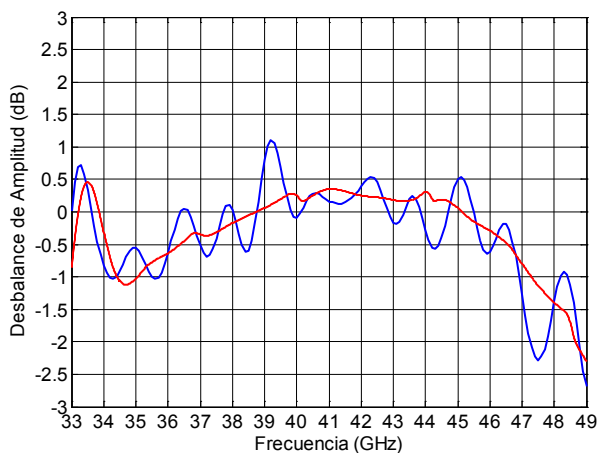


Fig. 9. Desbalance de amplitud entre salidas. Simulación (rojo) y medida (azul).

Finalmente, el desequilibrio en amplitud entre las salidas, es decir, la diferencia entre las pérdidas en la rama directa y la rama acoplada del acoplador, se encuentra por lo general

en el rango ± 0.5 dB, siendo el valor medio en la banda de -0.1 dB, lo cual coincide bastante bien con la simulación.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño y medida de un acoplador híbrido realizado en tecnología de guía de onda integrada en sustrato. El diseño funciona conforme a las simulaciones en el rango 35 – 47 GHz (30%) mostrando unas adaptaciones mejores de 20 dB, unas pérdidas de transmisión y acoplamiento del orden de 4 dB, y unos aislamientos mejores de 15 dB. El error de fase entre las salidas es mínimo, mostrando una diferencia de fase media entre salidas de 90.1° y un desequilibrio de amplitud medio en la banda de interés de 0.1 dB. Las características eléctricas son adecuadas para la implementación del acoplador diseñado en aplicaciones de banda ancha con coste reducido y que requieren pequeños errores de fase y amplitud como es la polarimetría en radio astronomía.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Ministerio de Ciencia e Innovación el apoyo económico para la realización de este trabajo a través del proyecto CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064.

REFERENCIAS

- [1] D. Deslandes, and K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., Vol. 11, No. 2, 2001, pp. 68–70.
- [2] D. Deslandes, and K. Wu, "Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 51, No. 2, 2003, pp. 593–596.
- [3] F. Xu, and K. Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 53, No. 1, 2005, pp. 66–73.
- [4] D. Deslandes, and K. Wu, "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 54, No. 6, 2006, pp. 2516–2526.
- [5] X. Xu, R. G. Bosisio, and K. Wu, "A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 53, No. 7, 2005, pp. 2267–2273.
- [6] J.-X. Chen, W. Hong, Z.-C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler," IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett., Vol. 16, No. 2, 2006, pp. 84–86.
- [7] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, H. X. Zhou, and K. Wu, "Single-layer Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers," IEE Proc. Microwaves, Antennas and Prop., Vol. 153, No. 5, Oct. 2006, pp. 426–431.
- [8] B. Liu, W. Hong, Y.-Q. Wang, Q.-H. Lai, and K. Wu, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler," IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett., Vol. 17, No. 1, 2007, pp. 22–24.
- [9] L. T. Hildebrand, "Results for a simple compact narrow-wall directional coupler," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 6, June 2000, pp. 231–232.
- [10] A. Horn, "Dielectric constant and loss of selected grades of Rogers high frequency circuit substrates from 1-50 GHz", Tech. Report No. 5788, Sept. 2003. Rogers Corp. internal communication.
- [11] CST of America®, Inc., Framingham, MA 01701, United States of America. www.cst.com
- [12] Jmicro Technology, Inc., 3744 NW Bluegrass Pl., Portland, OR 97229, United States of America. www.jmicrotechnology.com
- [13] D. Deslandes, "Design Equations for Tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide Transitions", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Anaheim, CA, USA, 23-28 May 2010, pp. 704–707.
- [14] E. Diaz, E. Miralles, H. Esteban, A. Belenguier, V. Boria, C. Bachiller, J. V. Morro, A. L. Borja, "Efficient and Accurate Design of Passive Devices in Substrate Integrated Waveguide Technology and their Tapered Transitions from Microstrip Lines", Waves magazine, Vol. 3, 2011, pp. 76–85.